
다중 안테나를 사용한 직교 부호 도약 다중화 시스템에서 로그 우도비 기반 성능 분석

정방철* · 성길영** · 신원용***

Performance Analysis Based On Log-Likelihood Ratio in Orthogonal Code Hopping
Multiplexing Systems Using Multiple Antennas

Bang Chul Jung* · Kil-Young Sung** · Won-Yong Shin***

이 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아
수행된 기초연구 사업임 (No.2010-0011140)

요 약

본 논문에서는 CDMA (Code Division Multiple Access) 기반 통신 시스템에서의 가용한 직교 부호의 수보다 많은 수의 사용자 수용을 위해 제안된 하향링크 통계적 다중화 기법인 기존 OCHM (Orthogonal Code Hopping Multiplexing) 기술에 다중 안테나를 사용함으로써 성능이 향상될 수 있음을 보인다. 먼저 직교 부호 할당 방식에 따른 두 가지 다른 OCHM 시스템을 소개하고, 이를 LLR (Log-Likelihood Ratio) 값 계산법에 적용 시 나타내어지는 수식 표현을 유도한다. 다음으로, 유도된 LLR 값에 기반을 두어 터보 부호기를 사용할 때, 언급한 OCHM 시스템의 FER (Frame Error Rate) 성능을 검증한다. 또한 비교를 위해 기존 3GPP 표준에서 사용되는 다중 안테나 심벌 매핑 방식의 성능도 분석한다. 결과적으로, 제안된 직교 부호 할당 방식을 적용한 다중 안테나 기반 OCHM 시스템이 기존 시스템 대비 목표 FER을 만족하는데 있어서 에너지 감소 측면에서 상당한 이득이 있음을 확인한다.

ABSTRACT

In this paper, we show that performance can be improved by using multiple antennas in the conventional orthogonal code hopping multiplexing (OCHM) scheme, which was proposed for accommodating a larger number of users with low channel activities than the number of orthogonal codewords used in code division multiple access (CDMA)-based communication systems through downlink statistical multiplexing. First, we introduce two different types of OCHM systems together with orthogonal codeword allocation strategies, and then derive their mathematical expression for log-likelihood ratio (LLR) values according to the two different schemes. Next, when a turbo encoder based on the LLR computation is used, we evaluate performance on the frame error rate (FER) for the aforementioned OCHM system. For comparison, we also show performance for the existing symbol mapping method using multiple antennas, which was used in 3GPP standards. As a result, it is shown that our OCHM system with multiple antennas based on the proposed orthogonal codeword allocation strategy leads to performance gain over the conventional system---energy required to satisfy a target FER is significantly reduced.

키워드

다중 안테나, 로그 우도비, 직교 부호 도약 다중화, 프레임 오류율

Key word

Multiple antennas, log-likelihood ratio (LLR), orthogonal code hopping multiplexing (OCHM), frame error rate (FER)

* 정회원 : 경상대학교 정보통신공학과 교수, 해양산업연구소 (bcjung@gnu.ac.kr) 접수일자 : 2011. 08. 18
** 정회원 : 경상대학교 정보통신공학과 교수, 해양산업연구소 심사완료일자 : 2011. 08. 31
*** 정회원 : 미국 하버드 대학교 박사 후 연구원 (교신저자)

I. 서 론

최근 무선 통신 환경에서의 데이터 트래픽 양은 매우 급속도로 증가하고 있는데, HSDPA (High Speed Downlink Packet Access)는 3GPP 표준에서 제안된 하향 링크 고속 데이터 전송을 위한 대표적인 기술이다 [1]. HSDPA는 하향링크에서 최대 10Mbps의 전송률을 지원하며, 적응형 변조방식, 다중 안테나 기법을 포함한 다양한 기술을 사용한다. CDMA (Code Division Multiple Access) 2000 1xEv-DO 표준에서도 고속의 무선 데이터 서비스를 위한 효과적인 하향링크 기술을 제안하였다 [2].

예를 들어 Qualcomm에서 제안한 HDR (High Data Rate) 기술은 주어진 무선 채널 상황에 따라서 다양한 속도의 데이터 전송을 제공한다. 한편 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기술은 주파수 선택적 페이딩 환경에서 저 복잡도 수신기 구조를 가지면서 고속의 데이터를 전송하는 효율적인 기술로 많은 관심을 받아 왔다 [3]. OFDM 시스템은 고속의 데이터를 다수의 저속 데이터 열로 변환하고 이 데이터 열을 서로 직교하는 주파수에 할당 후 전송함으로써 주파수 선택적 채널에 대한 강인성을 제공한다. 최근 OFDM을 기반으로 한 다양한 무선 접속 기술들이 등장하였는데 [4], 그 중에서도 특히 주목을 받고 있는 기술은 무선 링크의 상태와 셀 구조에 따라 SF (Spreading Factor)를 변화시킬 수 있는 VSF (Variable SF)-OFCDM (Orthogonal Frequency Code Division Multiplexing)으로써 매우 효과적인 무선 데이터 전송 기술로 알려져 있다 [5], [6].

이러한 기술들은 모두 채널 상황을 추정하여 이에 따른 전송 모드를 선택하는 이른바 적응형 변조방식을 사용하고, 다수의 사용자들에게 서비스를 제공할 때 기지국에서 적절한 스케줄링을 수행한 후 전송이 이루어지는 것을 기본으로 하고 있다. 하지만 사용자가 높은 속도로 이동하거나 채널의 임펄스 응답 특성이 급변하는 경우 적응형 변조방식은 그 효율성을 잃게 된다. 또한 다수의 사용자가 간헐적으로 통신을 요구하며 낮은 데이터 전송률로 계속 세션을 열고 있을 경우, 많은 통신 링크를 동시에 관리해야 함으로 스케줄링 복잡도가 매우 증가하게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 [7], [8]에서는 OCHM (Orthogonal Code Hopping Multiplexing) 기술이 제안되었다.

OCHM은 각 사용자가 한 개 또는 그 이상의 특정 직교 부호를 할당받아 통신을 하는 기존 CDMA 기술과는 달리 사용자는 사용 가능한 직교 부호들을 심벌 단위로 도약하며 통신을 시도한다. 이러한 직교 부호 도약을 통한 통신 방식은 사용자들의 통신을 통계적인 다중화 방식을 통해 제어하기 때문에 특별한 제어 신호가 필요하지 않다.

다만 사용자 별로 독립적으로 할당된 도약 패턴 간 충돌이 발생할 수 있는데, 이에 따른 심벌 천공 문제를 해결하기 위해 강한 채널 부호기를 송신 단에서 사용하거나 천공 확률에 따라 LLR (Log-Likelihood Ratio)을 재계산 하는 방식이 있다 [9]. 또한 심벌 자체의 천공 확률을 줄이기 위해 심벌 반복을 이용하는 연구 [10]가 진행되었지만 이 방식에서는 심벌 반복으로 인해 데이터 전송률이 낮아지는 단점이 있다.

따라서 [11]에서는 송수신 단에 다중 안테나를 사용함으로써 전송률을 그대로 유지하면서 심벌 반복을 통해 심벌 천공 확률을 줄일 수 있는 기술이 제안되었다. 구체적으로 [11]에서는 다중 안테나 기반 OCHM 시스템의 충돌 확률을 분석하였고, 이를 통해 안테나 수의 증가에 따라 심벌 전체가 천공되는 확률이 현저하게 감소함을 보였다.

본 논문에서는 [11]에서 제안된 다중 안테나를 사용한 OCHM 시스템에서의 LLR 계산 방법을 알아본다. 구체적으로 직교 부호 할당 방식에 따른 두 가지 다른 OCHM 시스템을 소개하고, 이를 LLR 값 계산법에 적용 시 나타내어지는 수식 표현을 보인다. 유도된 LLR 값에 기반을 두어 터보 부호기를 사용할 때, 언급한 시스템의 FER (Frame Error Rate) 성능을 검증한다. 또한 비교를 위해 기존 3GPP 표준에서 사용되는 다중 안테나 심벌 매핑 방식의 성능도 분석한다.

결과적으로, 제안된 직교 부호 할당 방식을 적용한 다중 안테나 기반 OCHM 시스템이 기존 시스템 대비 목표 FER을 만족하는데 있어서 에너지 측면에서 이득이 있음을 확인한다. 따라서 소개된 다중 안테나 OCHM 시스템은 [11]로부터 도약 패턴 충돌 확률 감소가 가능할 뿐 아니라 본 논문 결과로부터 특정 FER 성능을 만족시키는데 있어서의 에너지 이득도 가져올 수 있음을 보인다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 다중 안테나 기반 OCHM 시스템을 소개하고, III장에서는 소개된 시

스텝 사용 시 LLR 값 계산법을 보인다. IV장에서는 모의 실험을 통해 기존 시스템과의 성능을 비교하고, V장에서 본 논문을 요약 및 마무리 한다.

II. 다중 안테나를 사용한 OCHM 시스템

기존 OCHM 시스템 [7], [8]에서는 천공된 심벌의 복호를 위해 같은 프레임 안에서 다른 심벌을 이용하였는데, 이는 낮은 채널 부호율을 필요로 하게 되므로 전송률의 저하를 야기한다. 따라서 천공되어 없어진 심벌의 영향을 줄이면서 전송률을 그대로 유지하기 위해, [11]에서는 같은 프레임 내에 동일한 심벌을 반복하고 반복된 심벌은 동시에 다중 안테나를 사용하여 전송하는 방식을 제안하였다. 본 장에서는 다중 안테나를 사용한 OCHM 시스템을 간략히 소개하도록 한다.

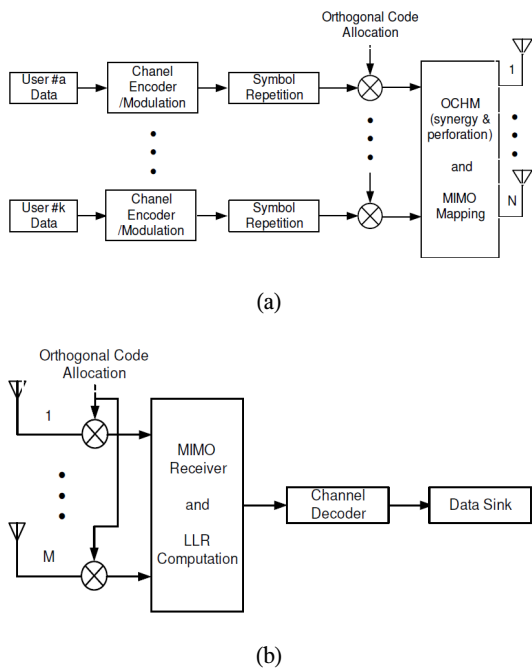


그림 1. 다중 안테나 기반 OCHM 시스템 구조
(a) 송신기 (b) 수신기
Fig. 1 OCHM System Structure with Multiple Antennas
(a) Transmitter (b) Receiver

본 논문에서 보이는 OCHM 시스템에서는 N 번 반복된 심벌이 상승 또는 천공의 과정을 거쳐 동시에 전송된다. 이러한 과정을 통해 반복된 N 개의 심벌이 모두 천공되는 이른바 전체 천공 확률은 기하급수적으로 줄어들게 되고, 수신 단에서는 반복된 N 개의 심벌을 결합하여 복호를 시도한다.

따라서 반복된 심벌 중 일부가 천공되는 부분 천공 현상이 일어나게 된다. 하지만 심벌 반복에 의해 전송되어야 하는 데이터의 양이 증가하게 되어 전송률이 $1/N$ 로 줄어들게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 송수신단에 N 개의 다중 안테나를 사용할 수 있다. 그림 1은 다중 안테나를 사용하였을 때의 OCHM 시스템 구조를 나타낸다. 각 사용자의 정보는 채널 부호화를 거쳐 적절한 변조방식에 의해 변조된 후, 송신 안테나의 개수만큼 반복된다. 반복된 심벌은 사용자 별로 고유하게 할당된 도약 패턴에 따라 직교 부호를 도약하며 확산된다. 이때 서로 다른 안테나에 매핑되는 반복된 각각의 심벌에 대해 두 가지 방식의 직교 부호 할당 방식이 존재한다. 첫째는 그림 2에서 같이 수신 단에서 MRC (Maximum Ratio Combining)를 위해 반복된 심벌 내에서 서로 다른 직교 부호를 할당하는 방식인데, 이를 COCA (Controlled Orthogonal Code Allocation)라 명명한다.

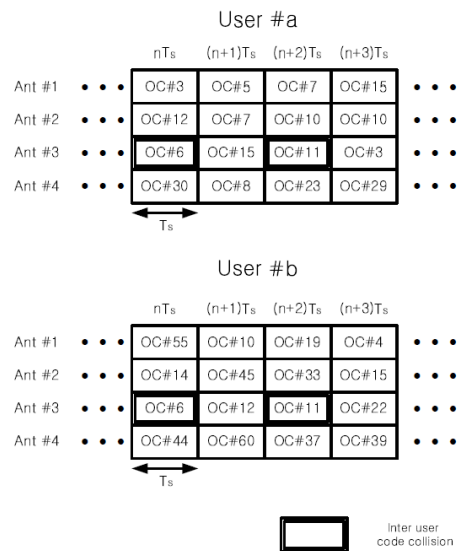


그림 2. COCA 방식의 직교 부호 할당 방식
Fig. 2 Orthogonal Code Allocation Scheme with COCA

이러한 과정을 통해 수신 단에서는 미리 정의된 도약 패턴에 따라 각 안테나의 신호를 구별할 수 있다. 또 다른 방식은 반복된 각 심벌에 임의의 직교 부호를 할당하는 방식인데, 이 경우 동시에 전송되는 N 개의 심벌 내에서도 동일한 직교 부호를 사용할 수 있다 (그림 3 참고). 이러한 방식을 ROCA (Random Orthogonal Code Allocation)라 명명한다.

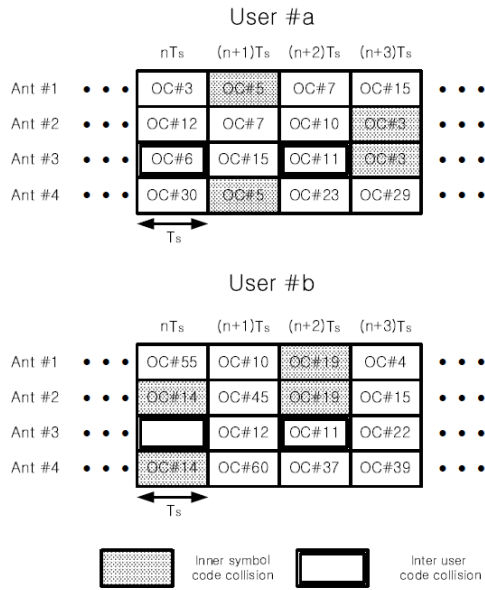


그림 3. ROCA 방식의 직교 부호 할당 방식
Fig. 3 Orthogonal Code Allocation Scheme with ROCA

만일 동시에 전송되는 안테나에 할당된 직교 부호가 같은 경우, 각 송신 안테나에서 전송된 정보가 구별 없이 검출된다. 수신 단에서는 동시에 수신된 신호에 각 안테나에 할당된 직교 부호를 곱하여 각 안테나의 신호를 구별하기 때문이다.

예를 들어 직교 부호 10번을 사용하여 안테나 1번과 3번에 매핑된 신호를 확산하고자 할 경우, 안테나 1번의 신호를 복호하기 위해 수신된 신호에 직교 부호 10번을 곱함으로써 안테나 1번에 매핑된 신호 뿐 아니라 3번의 신호도 함께 검출된다. 물론 동일한 정보가 전송되긴 하지만 최적의 성능을 보이는 MRC를 사용할 수 없다.

이 때 1번 및 3번 안테나에서 전송된 신호는 EGC (Equal Gain Combining) 형태로 결합된다. 두 가지 직교 부호 할당 방식은 서로 다른 도약 패턴 출동 확률 및 심벌 전송 확률을 갖게 되는데, 이에 대한 자세한 분석은 [11]에서 다루어진다. 수신 단에서는 직교 부호 도약을 이용하여 역 확산이 이루어지면, 동시에 전송된 신호들을 결합하여 채널 복호기로 넘어가는데, 이 때 결합된 신호의 LLR 값을 계산해야 한다. 이는 다음 장에서 자세히 다루도록 한다.

마지막으로 언급한 두 가지 직교 부호 할당 방식을 사용할 경우, 수신 단에서의 역 확산 후 결합된 신호에 대한 수식을 보이도록 한다. 먼저 COCA 방식으로 직교 부호가 할당되었을 경우, MRC 이후의 수신 신호 $\hat{s}_{k,n}$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{s}_{k,n} = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M h_{ji}^2 s_{k,n} + \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M h_{ji} v_{i,j} \quad (1)$$

여기에서 h_{ji} 는 i 번째 송신 안테나에서 j 번째 수신 안테나로 신호가 전송될 때 겪는 채널을 의미하고, $s_{k,n}$ 은 k 번째 사용자의 n 번째 정보 데이터가 채널 복호화를 통과한 후 변조된 심벌을 나타낸다. $v_{i,j}$ 는 j 번째 수신 안테나의 잡음 신호를 i 번째 송신 안테나에 할당되었던 직교 부호로 역 확산 후 표현되는 값이다. 다음으로 ROCA 방식으로 직교 부호가 할당되었을 경우, EGC 이후의 수신 신호는 아래와 같이 표현된다.

$$\hat{s}_{k,n} = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M \tilde{h}_{ji}^2 s_{k,n} + \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M \tilde{h}_{ji} \quad (2)$$

여기에서 심벌 내 충돌이 존재하는 경우 $\tilde{h}_{ji} = \sum_{i \in A} h_{ji} / \sqrt{D}$ 가 되고, 그렇지 않으면 $\tilde{h}_{ji} = h_{ji}$ 이다. 집합 A 는 반복된 심벌 안에서 동일한 직교 부호를 할당받은 송신 안테나의 번호를 원소로 갖는 집합이고, D 는 이 집합에 속하는 원소의 수이다.

시스템 모델 및 분석에 대한 보다 자세한 내용은 [11]을 참고하도록 한다.

III. OCHM 시스템을 위한 LLR 계산

터보 복호기나 SOVA (Soft Output Viterbi Algorithm) 기반 복호기를 사용할 경우 결합된 심벌의 LLR 값을 계산해야 한다. 본 장에서는 LLR 값을 표현하는 방법을 간략히 요약하고, 반복된 심벌을 사용하는 다중 안테나 OCHM 시스템에서의 LLR 계산 과정을 소개한다.

3.1. LLR 계산

채널 복호기의 입력과 출력 값은 전부 부호만을 가지는 hard decision 값 또는 부호와 신뢰도를 가지는 soft decision 값으로 나뉠 수 있다. 복호기 입력 쪽 값은 주로 soft decision 값을 가지는데, 구현 시 채널에서 들어온 아날로그 값이 샘플링 되어 수 비트를 가지는 값이 된다. 복호기의 출력 값은 주로 채널 부호기를 통과하기 전 데이터 값인 0 또는 1이 된다. 하지만 최근 채널 복호기의 출력 또한 soft decision 값을 이용하는 반복 복호 알고리즘이 등장하였다 [12], [13]. 이러한 SISO (Soft-Input Soft-Output) 복호기는 복잡한 단점이 있지만 우월한 성능을 보이기 때문에 최근 많은 통신 시스템에서 사용되고 있다. 본 논문에서는 대표적인 SISO 복호기인 터보 부호기를 사용하도록 한다.

터보 부호기의 복호기는 반복 복호를 통하여 정보의 신뢰도를 올려가는 알고리즘을 사용하는데, 입력 및 출력 값 모두 soft decision 값을 요구한다. SISO 복호기를 사용할 경우 채널 복호기의 출력 값은 적절한 값으로 변환되어야 한다. 이 때 정의되는 것이 LLR이다. LLR이란 채널 변조기의 출력 값을 사용하여 수신된 신호가 1이 될 확률과 0이 될 확률의 비에 로그 함수를 취한 값을 의미하며, 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} L(x|y) &= \log \frac{P(x = +1|y)}{P(x = -1|y)} \\ &= \log \frac{P(y|x = +1)}{P(y|x = -1)} + \log \frac{P(x = +1)}{P(x = -1)} \\ &= L(y|x) + L(x) \end{aligned} \quad (3)$$

여기에서 x 는 송신 단에서 전송된 신호를 나타내고, y 는 수신된 신호를 나타낸다. 이 때 동일한 발생확률을 가지는 심벌의 경우 식 (3)은 $L(y|x)$ 와 같다. Hard

decision 값을 사용하는 복호기는 수신된 신호 y 를 이용하여 복호를 시도하는 반면, SISO 복호기는 y 값이 아닌 y 의 LLR 값인 $L(x|y)$ 를 요구한다.

만일 송신 단에서 정보 x 가 BPSK (Binary Phase Shift Keying)/QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 방식으로 변조되어 AWGN (Additive White Gaussian Noise) 채널을 통해 전송되었을 때, 정보 x 에 대한 LLR 값은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} L(x|y) &= \log \frac{P(y|x = +1)}{P(y|x = -1)} \\ &= \log \frac{\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{(y-1)^2}{2\sigma^2}\right)}{\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{(y+1)^2}{2\sigma^2}\right)} \\ &= \frac{2}{\sigma^2}y \end{aligned} \quad (4)$$

여기에서 x 는 집합 $\{+1, -1\}$ 에 속하는 변수이고 모든 심벌에 대하여 동일한 발생확률을 가진다. σ^2 는 수신 단에서의 잡음 분산 값을 나타낸다. 식 (4)에서 확인할 수 있듯이 정보가 AWGN 채널을 통과하여 전송되면 정보 신호의 LLR 값은 수신된 신호의 크기와 수신기에서의 신호 대 잡음비에 비례한다. 또한 송신 단의 정보 x 가 Rayleigh 페이딩을 겪은 후 수신 단에 도착한다면 식 (3)은 다음과 같이 표현된다.

$$L(x|y) = a \frac{2}{\sigma^2}y$$

여기에서 a 는 페이딩 상수 크기를 나타낸다.

3.2. OCHM 시스템으로의 적용

3장에서 소개한 OCHM 시스템에서는 동일한 심벌이 반복되어 동시에 전송되고 수신 단에서는 미리 정해진 도약 패턴에 따라 안테나에서 보내진 신호를 복호하게 된다. 3장에서 보인 두 가지 기술 (COCA 및 ROCA)의 직교 부호 할당 방식에 따라 결합 방식이 달라지고 서로 다른 decision statistic이 만들어지게 된다.

COCA 방식의 경우 결합된 신호 $\hat{s}_{k,n}$ 은 식 (4)와 같이 표현되는데, $\hat{s}_{k,n}$ 은 전송된 신호가 특정 페이딩 상수를

겪게 되고 수신 단의 잡음도 더 이상 AWGN이 아님을 알 수 있다. 식 (1)을 이용하여 송신된 신호 $s_{k,n}$ 의 LLR 값을 계산하면 다음과 같다.

$$L(s_{k,n} | \hat{s}_{k,n}) = \frac{2}{\sigma^2 \Theta} \Theta \hat{s}_{k,n}$$

여기에서 σ^2 은 $v_{i,j}$ 의 분산 값을 나타내고 Θ 는 아래와 같이 정의된다.

$$\Theta = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N h_{ji}^2$$

ROCA 방식에서도 수신된 신호의 LLR 값은 COCA 방식과 유사하게 전개되는데, 식 (2)를 사용하여 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$L(s_{k,n} | \hat{s}_{k,n}) = \frac{2}{\sigma^2 \tilde{\Theta}} \tilde{\Theta} \hat{s}_{k,n}$$

여기에서 $\tilde{\Theta}$ 는 아래와 같이 정의된다.

$$\tilde{\Theta} = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \tilde{h}_{ji}^2$$

IV. 성능 비교

OCHM 시스템은 심벌 천공의 영향을 항상 내재하고 있어서 채널 부호기의 사용을 기본적으로 가정하고 있다. 만약 심벌 천공의 영향을 줄여주는 채널 부호화 기술을 사용하지 않는다면 OCHM 과정에서 천공된 정보를 복구할 수 없게 된다. OCHM 시스템에서는 일반적으로 활성화된 사용자의 수에 따라 임의로 심벌 천공이 일어나게 되므로 낮은 부호율을 갖는 강력한 채널 부호기를 사용하는 경향이 있다. 하지만 채널 부호기의 성능에도 한계가 존재하므로, 부호기의 오류 정정 능력을 벗어날

정도의 심벌 천공이 일어나는 경우 프레임 내의 정보를 복구할 수 없는 상황도 연출된다. 따라서 OCHM 시스템에서의 채널 부호기 설계 시 무선 채널이나 수신 단에서의 잡음 뿐 아니라 송신 단에서 임의로 발생하는 심벌 천공까지 고려해야 한다.

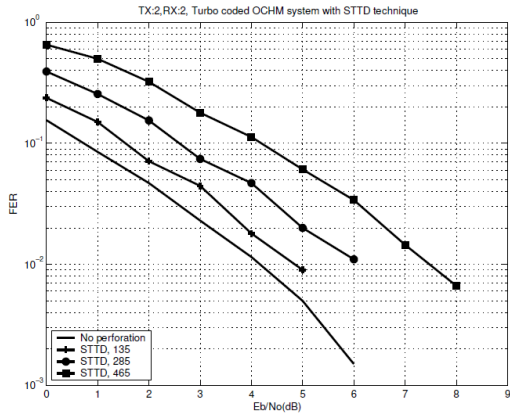
본 논문에서는 송신 단에서 다중 안테나 매핑에 앞서 이루어지는 채널 부호화에 강력한 오류 정정 능력을 가지는 터보 부호기를 사용할 때, OCHM 시스템의 FER (Frame Error Rate) 성능을 검증한다. 터보 부호기는 구성 장이 4이고 WCDMA 표준에서 제안된 구조를 사용한다. 부호율은 1/3을 사용하고 복호기에서의 반복 횟수는 8 번으로 제한한다. 터보 부호기에 의하여 부호화되는 프레임은 1024 정보 비트로 구성된다. 수신 단에서는 터보 부호기의 복호를 위해 다양한 알고리즘이 사용될 수 있지만 최적의 성능을 위하여 MAP (Maximum A Posteriori) 복호 알고리즘을 사용한다. 본 장에서는 ROCA 방식을 사용한 OCHM 시스템의 성능 분석에 초점을 맞추도록 한다. 1) 성능 비교를 위해 3GPP 표준에서 사용되는 STBC (Space-Time Block Code) [14]에 기반을 두고 있는 다중 안테나 심벌 매핑 방식 중 하나인 STTD (Space-Time Transmit Diversity) 방식을 사용할 경우에 대한 FER 성능을 분석한다. 채널은 quasi-static Rayleigh 페이딩을 가정하였으며, 수신 단에서는 채널 추정을 통하여 채널 정보를 완전히 알 수 있다고 가정한다.

그림 4는 셀 안의 활성화된 사용자 수에 따라 기존의 STTD 방식과 본 논문에서 소개된 ROCA 방식의 터보 부호화된 FER 성능을 보여준다. 이 모의실험에서는 송신 단에 각각 2개의 안테나가 사용되었다. 각 사용자의 채널 활성화도는 0.1로 가정하였다. 실험에서 가정한 135, 285, 465는 각각 심벌 천공 확률 0.1, 0.2, 0.3에 해당하는 사용자 수인데, 이에 대한 구체적인 분석은 [11]을 참고하도록 한다.

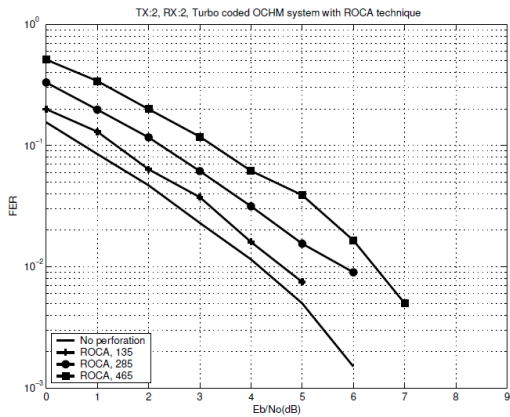
그림 1에서 확인할 수 있듯이 심벌 천공이 없을 때에 비하여 심벌 천공이 증가하면서 추가적인 에너지가 필요하게 된다. 예를 들어 기존의 STTD 방식을 사용할 경우 셀 내 활성화된 사용자가 465명 존재할 때, FER 1% 성능을 유지하기 위해서는 약 7.5dB의 에너지가 필요하다 (그림 4 (a) 참고). 반면, ROCA 방식의 경우 FER 1% 성능

1) COCA 방식은 ROCA 방식에 비해 효율성 측면에서 이점이 없기에 ROCA 방식의 성능만이 검증되는데, 본 논문에서는 COCA 방식을 사용한 OCHM 시스템의 자세한 검증 과정은 생략하도록 한다.

을 위해서 약 6.4dB의 에너지가 필요함을 확인할 수 있다(그림 4 (b) 참고). 따라서 ROCA 방식이 기존의 STTD 방식에 비해 우수한 성능을 보여주고, 약 1.1dB의 에너지 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 4. 송수신 안테나가 각각 2개인 경우 FER 성능 비교
 (a) STTD 방식 적용 시 FER 성능
 (b) ROCA 방식 적용 시 FER 성능
 Fig. 4 FER Performance with 2 Transmit Antennas
 (a) FER Performance with STTD
 (b) FER Performance with ROCA

또한 OCHM 시스템 설계에 있어서 중요한 것은 특정 FER 성능을 만족시키기 위하여 셀 내 사용자의 수에 따라 요구되는 추가적 에너지를 최소화하는 것임을 감안

할 때, STTD 방식보다 ROCA 방식을 사용하는 것이 OCHM 시스템의 용량을 증대시킬 수 있는 선택이라 할 수 있다. 그림 2에서는 두 가지 방식 사용 시 추가적 에너지를 직접적으로 비교하기 위하여 FER 1% 성능을 위해 필요한 추가적 에너지를 보여준다.

마찬가지로 실험에서 송수신 단에 안테나를 2개 사용하였다. 그림 5에서 확인할 수 있듯이 사용자의 수가 증가하여 심벌의 천공이 많아질수록 ROCA 방식과 STTD 방식의 성능 차이는 현저히 벌어진다.

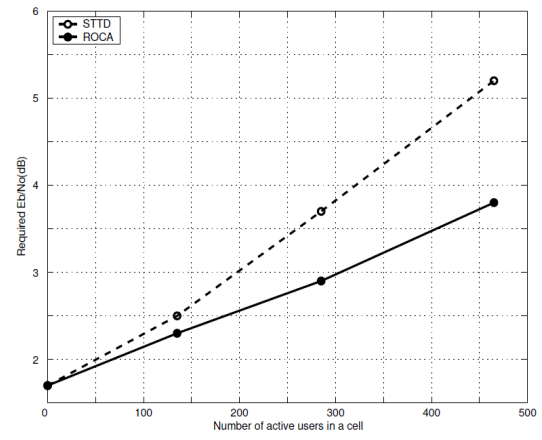


그림 5. FER 1%를 만족시키기 위한 추가적 에너지 비교
 Fig. 5 Additional Energy for Satisfying 1% FER

구체적으로 사용자가 135, 285, 465명으로 증가함에 따라 STTD 방식 대비 ROCA 방식은 각각 0.25, 0.5, 1.1dB의 에너지 이득을 보인다. 만약 터보 부호기의 부호율이 1/3보다 크거나 터보 부호기보다 떨어지는 성능의 채널 부호기를 사용할 경우, 성능 차이는 더욱 벌어지게 된다. 그 이유는 채널 부호기가 두 방식의 심벌 천공에 대한 영향을 줄여주고 있기 때문이다.

V. 결론

다중 안테나 기반 OCHM 시스템 [11]이 소개되었고, 두 가지 다른 직교 부호 할당 방식인 COCA 및 ROCA 방식을 사용하였을 때의 LLR 값이 각각 유도되었다. LLR 분석을 바탕으로 터보 부호기를 사용할 때 기존 STTD 방식 및 제안하는 ROCA 방식에 대한 FER 성능을 검증

하였다. 결과적으로 송수신 안테나가 각각 2개인 경우, ROCA 방식이 기존 방식에 비해 FER 1% 성능을 얻기 위해 약 1.1dB의 에너지 이득을 얻을 수 있음을 보였다. OCHM 시스템 설계 시 특정 FER 성능을 만족시키기 위하여 셀 내 사용자의 수에 따라 요구되는 추가적 에너지를 줄이는 방안이 용량을 증대시키는 것으로 해석할 수 있기 때문에, 기존 시스템 대비 용량 측면에서도 이득이 있는 것으로 결론지을 수 있다.

참고문헌

- [1] "Physical layer aspects of UTRA High Speed Downlink Packet Access (Release 4)," 3GPP TR25.848 v4.0.0, Mar. 2001.
- [2] "cdma2000 High Rate Packet Data Air Interface Specification," 3GPP2. C.S0024 v4.0, Oct. 2000.
- [3] R. Van Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House Publishers, 2000.
- [4] K. Fazel and S. Kaiser, *Multi-carrier and Spread Spectrum Systems*, Wiley, 2003.
- [5] A. Harada, S. Abeta, and M. Sawahashi, "Adaptive radio parameter control considering QoS for forward link OFCDM wireless access," *IEEE Veh. Technol. Conf. (VTC) 2002-Spring*, Birmingham, AL, May 2002, pp. 1175-1179.
- [6] N. Maeda, H. Atarashi, S. Abera, and M. Sawahashi, "Throughput comparison between VSF-OFCDM and OFDM considering effect of sectorization in forward link broadband packet wireless access," *IEEE Veh. Technol. Conf. (VTC) 2002-Fall*, Vancouver, Canada, Sep. 2002. pp. 24-28.
- [7] S. Park and D. K. Sung, "Orthogonal code hopping multiplexing," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 6, no. 12, pp. 529-531, Dec. 2002.
- [8] S. Park and D. K. Sung, "Orthogonal code hopping multiplexing for downlink in spread spectrum communications," in *Proc. Multi-dimensional Mobile Commun. (MDMC)*, Pori, Finland, Jun. 2001, pp. 365-272.
- [9] J. K. Kwon, S. Park, and D. K. Sung, "Log-likelihood conversion schemes in orthogonal code hopping multiplexing," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 7, no. 3, pp. 104-106, Mar. 2003.
- [10] B. C. Jung, J. H. Chung, and D. K. Sung, "Symbol repetition and power re-allocation scheme for orthogonal code hopping multiplexing," in *Proc. Asia-Pacific Conf. Commun. (APCC)*, Beijing, China, Sep. 2004, pp. 80-84.
- [11] B. C. Jung, W.-J. Lee, Y.-S. Park, and S.-K. Jeon, "Collision performance improvement in orthogonal code hopping multiplexing systems using multiple antennas," *J. Kor. Inst. Maritime Inf. Commun. Sci.*, Vol. 15, No. 10, pp. 515-522, Oct. 2011.
- [12] B. Sklar, "A primer on turbo codes concepts," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 35, no. 12, pp. 94-101, Dec. 1997.
- [13] J. P. Woodard and L. Hanzo, "Comparative study of turbo decoding techniques: An overview," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 49, no. 11, pp. 2208-2233, Nov. 2000.
- [14] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel. Area Commun.*, vol. 16, no. 10, pp. 1451-1458, Oct. 1998.

저자소개

정방철(Bang Chul Jung)



2002년 2월 아주대학교
전자공학부 학사
2004년 8월 KAIST 전자전산학과
석사

2008년 2월 KAIST 전자전산학과 박사
2008년 3월 ~ 2009년 8월 KAIST IT 융합연구소 팀장
2009년 9월 ~ 2010년 2월 KAIST IT 융합연구소
연구교수
2009년 3월 ~ 현재 경상대학교 정보통신공학과
조교수

※ 관심분야: 이동통신, 신호처리, 협력 및 중계통신,
Cognitive Radios, Compressed Sensing, 차세대이동
통신시스템



성길영 (Kil-Young Sung)

1980년 경북대학교 전자공학과
학사

1985년 건국대학교 전자공학과
석사

2000년 부경대학교 전자공학과 박사

현재 경상대학교 정보통신공학과 교수

※ 관심분야: VLSI array, Computer Architecture, image
compression



신원용(Won-Yong Shin)

2002년 2월 연세대학교
기계전자공학부 학사

2004년 2월 KAIST
전자전산학과 석사

2008년 8월 KAIST 전자전산학부 박사

2008년 2월 ~ 4월 Harvard University Visiting Scholar

2008년 9월 ~ 2009년 2월 KAIST BK 정보전자연구소
박사 후연구원

2009년 3월 ~ 4월 KAIST 고성능집적시스템연구센터
선임급 위촉연구원

2008년 8월 ~ 2009년 4월 (주)루미콤 방문연구원

2009년 5월 ~ 현재 Harvard University Postdoctoral
Fellow

※ 관심분야: 정보이론, 통신이론, 신호처리, 해양 IT
관련 학제 간 융합연구